

CLIPPEDIMAGE= JP02000216450A

PAT-NO: JP02000216450A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 2000216450 A

TITLE: DRIVING METHOD FOR PIEZOELECTRIC TRANSFORMER AND
PIEZOELECTRIC
TRANSFORMER POWER CONVERSION DEVICE USIGN THE SAME

PUBN-DATE: August 4, 2000

INVENTOR-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
ONISHI, KAZUMASA	N/A
SAKURAI, KATSUTOSHI	N/A
TOMIKAWA, YOSHIRO	N/A

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
ALPS ELECTRIC CO LTD	N/A
TOMIKAWA YOSHIRO	N/A

APPL-NO: JP11012923

APPL-DATE: January 21, 1999

INT-CL (IPC): H01L041/107

ABSTRACT:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide the driving method of a piezoelectric transformer whose power conversion efficiency is always set to be maximum and to provide a piezoelectric transformer power conversion device.

SOLUTION: The driving frequency of a piezoelectric transformer is set between a resonance frequency f_r and an anti-resonance frequency f_a in a piezoelectric transformer 31, to the intermediate frequency $(f_r+f_a)/2$ of the resonance frequency f_r and the anti-resonance frequency f_a , if desirable. Thus, the

power conversion efficiency of a power conversion device is
set to be maximum.

In a driving frequency control means 35, the driving
frequency is made to
follow a minimum phase frequency f_3 with which the phase

COPYRIGHT: (C) 2000, JPO

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-216450

(P2000-216450A)

(43) 公開日 平成12年8月4日 (2000.8.4)

(51) Int.Cl.⁷
H 0 1 L 41/107

識別記号

F I
H 0 1 L 41/08

テーマコード* (参考)

A

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平11-12923

(22) 出願日 平成11年1月21日 (1999.1.21)

(71) 出願人 000010098

アルプス電気株式会社

東京都大田区雪谷大塚町1番7号

(71) 出願人 591171057

富川 義朗

山形県米沢市林泉寺2丁目2番3-1号

(72) 発明者 大西 一正

東京都大田区雪谷大塚町1番7号 アルプス電気株式会社内

(74) 代理人 100085453

弁理士 野▲崎▼ 照夫

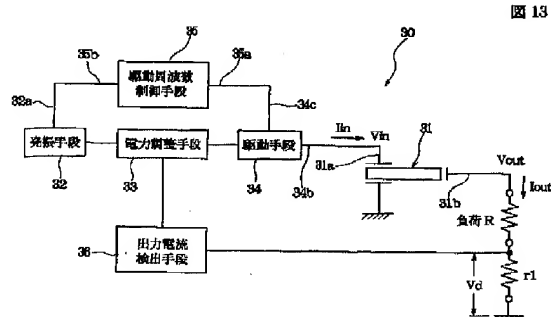
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 圧電トランスの駆動方法及びこの駆動方法を用いた圧電トランス電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】 従来の圧電トランスを用いた電力変換装置では、共振点又は反共振点に駆動周波数を設定するものであるが、電力変換効率を最大とするものではなかった。

【解決手段】 圧電トランスの駆動周波数を圧電トランス31の共振周波数 f_r と反共振周波数 f_a の間に、より好ましくは共振周波数 f_r と反共振周波数 f_a の中間周波数 $(f_r + f_a) / 2$ に設定することにより、電力変換装置の電力変換効率を最大とすることができる。この際、駆動周波数制御手段35において、アドミタンス $|Y|$ の位相 ϕ が最小となる最小位相周波数 f_3 に駆動周波数を追尾させることにより、駆動周波数を共振周波数 f_r と反共振周波数 f_a の中間周波数 $(f_r + f_a) / 2$ に設定することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 圧電トランスと、所定の駆動周波数を発生する発振手段と、この駆動周波数からなる駆動信号を前記圧電トランスに供給する駆動手段と、負荷に流れる電流を検出する出力電流検出手段と、前記発振手段と駆動手段との間に設けられ且つ前記出力電流検出手段の出力に基づいて負荷に供給される電力が一定となるように前記駆動信号に所定の制御を加える電力調整手段と、前記駆動手段から出力された駆動信号が所定の駆動周波数となるように前記発振手段を制御する駆動周波数制御手段と、からなる圧電トランスの駆動方法であって、振動子の等価回路における直列回路の共振周波数と、同じく振動子の等価回路における並列回路の共振周波数（反共振周波数）との間の周波数帯域を前記圧電トランスの駆動周波数としたことを特徴とする圧電トランスの駆動方法。

【請求項2】 前記圧電トランスの駆動周波数が、前記共振周波数と反共振周波数の中間周波数である請求項1記載の圧電トランスの駆動方法。

【請求項3】 前記駆動周波数制御手段では、駆動周波数が前記アドミタンスの最低位相周波数を追尾するように制御する請求項1又は2記載の圧電トランスの駆動方法。

【請求項4】 圧電トランスと、所定の駆動周波数を発生する発振手段と、この駆動周波数からなる駆動信号を前記圧電トランスに供給する駆動手段と、負荷に流れる電流を検出する出力電流検出手段と、前記発振手段と駆動手段との間に設けられ且つ前記出力電流検出手段の出力に基づいて負荷に供給される電力が一定となるように前記駆動信号に所定の制御を加える電力調整手段と、前記駆動手段から出力された駆動信号が所定の駆動周波数となるように前記発振手段を制御する駆動周波数制御手段と、からなる圧電トランスを用いた電力変換装置であって、振動子の等価回路における直列回路の共振周波数と、同じく振動子の等価回路における並列回路の共振周波数（反共振周波数）との間の周波数帯域を前記圧電トランスの駆動周波数としたことを特徴とする圧電トランス電力変換装置。

【請求項5】 前記圧電トランスの駆動周波数が、前記共振周波数と反共振周波数の中間周波数である請求項4記載の圧電トランス電力変換装置。

【請求項6】 前記駆動周波数制御手段では、駆動周波数が前記アドミタンスの最低位相周波数を追尾するように制御する請求項4又は5記載の圧電トランス電力変換装置。

【請求項7】 圧電トランスの等価回路を以下の通り設定し、

①入力側となる電気／機械変換部（ T_1 ）および出力側となる機械／電気変換部（ T_2 ）、

②前記電気／機械変換部（ T_1 ）の1次側に並列接続された第1の制動容量（ $|C_{d1}|$ ）および前記機械／電気変換部（ T_2 ）の2次側に並列接続された第2の制動容量（ $|C_{d2}|$ ）、

③前記1次側の入力部に直列接続された第1の誘電体損失（ $\delta_1' / \omega |C_{d1}|$ ）および前記第1の制動容量（ $|C_{d1}|$ ）に並列接続された第2の誘電体損失（ $1 / \omega |C_{d1}| \delta_1$ ）と、前記2次側の出力部に直列接続された第3の誘電体損失（ $\delta_2' / \omega |C_{d2}|$ ）および前記第2の制動容量（ $|C_{d2}|$ ）に並列接続された第4の誘電体損失（ $1 / \omega |C_{d2}| \delta_2$ ）、

④前記電気／機械変換部（ T_1 ）と前記機械／電気変換部（ T_2 ）との間で直列に設けられたインダクタ（ m ）、キャパシタ（ $1/s$ ）及び抵抗（ $r m'$ ）、前記等価回路を、発振手段（32）と、電力調整手段（33）と、駆動手段（34）と、駆動周波数制御手段（35）と、出力電流検出手段（36）とからなる電力変換装置（30）に組み入れ、この組み入れた電力変換装置全体から各要素の回路定数が決められている請求項4ないし6のいずれかに記載の圧電トランス電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、圧電トランスを用いた電力変換装置に係わり、特に電力変換効率を高効率とする圧電トランス駆動方法及びこの駆動方法を用いた電力変換装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来の圧電トランスを用いた電力変換装置としては、例えば特許第2767730号掲載公報や特開平9-237684号公報などに記載されたものがある。前記特許第2767730号掲載公報には、「セラミックトランスを用いた冷陰極管の駆動方式」に関する発明が記載されている。この圧電トランス駆動装置は、点灯の前後において負荷インピーダンスが変動する冷陰極管に対し、発振周波数を制御してセラミックトランスの昇圧比を高く設定することにより、冷陰極管の点灯及び調光を行なうというものである。

【0003】一方、特開平9-237684号公報に記載のものは、基本的に圧電トランスの駆動周波数を圧電トランスの共振周波数に追従させるものである。点灯の前後において冷陰極管の負荷インピーダンスの変化に伴って前記共振周波数が変動するが、圧電トランスの入力電圧信号と出力電圧信号との位相差を検出し、この位相差を所定の値（ 90° ）になるように制御することにより、変動後の共振周波数に前記圧電トランスの駆動周波数を追従させるというものである。また入力電圧の変動に対しては、冷陰極管電流の変化に応じて駆動周波数を圧電トランスの共振周波数からずらすことによって、冷陰極管に印加する電圧を調整して冷陰極管電流を一定に

することにより、冷陰極管の輝度を一定に維持するというものである。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】上記特許第2767730号掲載公報に記載の発明は、発振周波数を制御することによって冷陰極管の輝度を調整している。この制御は圧電トランスの電力変換効率を高めることにはならない。

【0005】また特開平9-237684号公報に記載された発明は、圧電トランスの駆動周波数を共振周波数に追従させて圧電トランスの電力効率を高めることを基本的姿勢とするものであるが、実際には圧電トランスの電力変換効率を最大とする効率ピーク周波数と前記共振周波数とは一致しない場合が多い。よって、単に駆動周波数を共振周波数に追従させるだけでは、必ずしも圧電トランスの電力変換効率を高めることができないという問題がある。

【0006】本発明は上記従来の課題を解決するためのものであり、常に電力変換効率を最大とすることが可能な圧電トランスの駆動方法及びこの駆動方法を用いた圧電トランス電力変換装置を提供することを目的としている。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明は、圧電トランスと、所定の駆動周波数を発生する発振手段と、この駆動周波数からなる駆動信号を前記圧電トランスに供給する駆動手段と、負荷に流れる電流を検出する出力電流検出手段と、前記発振手段と駆動手段との間に設けられ且つ前記出力電流検出手段の出力に基づいて負荷に供給される電力が一定となるように前記駆動信号に所定の制御を加える電力調整手段と、前記駆動手段から出力された駆動信号が所定の駆動周波数となるように前記発振手段を制御する駆動周波数制御手段と、からなる圧電トランスの駆動方法又は圧電トランス電力変換装置であって、振動子の等価回路における直列回路の共振周波数と、同じく振動子の等価回路における並列回路の共振周波数（反共振周波数）との間の周波数帯域を前記圧電トランスの駆動周波数としたことを特徴とするものである。

【0008】上記において、前記圧電トランスの駆動周波数が、前記共振周波数と反共振周波数の中間周波数に設定されることが好ましい。

【0009】本発明では、圧電トランスの電力変換効率が最大となる駆動周波数として、圧電トランスの共振周波数又は反共振周波数を追尾させるという従来の認識を改め、共振周波数と反共振周波数の間の周波数領域、より好ましくは共振周波数と反共振周波数との中心にある中間周波数に設定することにより、常に圧電トランスの電力変換効率を最大にできるようにしたものである。

【0010】より具体的には、前記駆動周波数制御手段は、駆動周波数が前記アドミタンスの最低位相周波数を

追尾するように制御するものが好ましい。

【0011】すなわち、電力変換効率を最大とする圧電トランスの駆動周波数（効率ピーク周波数）は、アドミタンスの位相が最小となる周波数（最低位相周波数）とほぼ一致することから、駆動周波数が最低位相周波数を追尾するように設定することにより、常に圧電トランスの電力変換効率を最大とすることができる。従って、例えば圧電トランスの駆動中に発熱等により、圧電トランスのアドミタンスが変化したときには、共振周波数及び反共振周波数が変化する場合があるが、この場合にも駆動周波数が最低位相周波数を追尾するように設定しておくことにより、常に最大効率で電力変換をすることができる。

【0012】また、圧電トランスの等価回路を以下の通り設定し、

①入力側となる電気／機械変換部（ T_1 ）および出力側となる機械／電気変換部（ T_2 ）、

②前記電気／機械変換部（ T_1 ）の1次側に並列接続された第1の制動容量（ $|C_{d1}|$ ）および前記機械／電気変換部（ T_2 ）の2次側に並列接続された第2の制動容量（ $|C_{d2}|$ ）、

③前記1次側の入力部に直列接続された第1の誘電体損失（ $|\delta_1'|/\omega|C_{d1}|$ ）および前記第1の制動容量（ $|C_{d1}|$ ）に並列接続された第2の誘電体損失（ $1/\omega|C_{d1}|\delta_1$ ）と、前記2次側の出力部に直列接続された第3の誘電体損失（ $|\delta_2'|/\omega|C_{d2}|$ ）および前記第2の制動容量（ $|C_{d2}|$ ）に並列接続された第4の誘電体損失（ $1/\omega|C_{d2}|\delta_2$ ）、

④前記電気／機械変換部（ T_1 ）と前記機械／電気変換部（ T_2 ）との間で直列に設けられたインダクタ

（ m ）、キャパシタ（ $1/s$ ）及び抵抗（ $r_{m'}$ ）、前記等価回路を、発振手段（32）と、電力調整手段（33）と、駆動手段（34）と、駆動周波数制御手段（35）と、出力電流検出手段（36）とからなる電力変換装置（30）に組み入れ、この組み入れた電力変換装置全体から各要素の回路定数が決められていることが好ましい。

【0013】本発明では、新たな圧電トランスの等価回路を提案し、この等価回路を基礎として、圧電トランスを測定して得た回路定数を前記等価回路を構成する各要素（素子）に割り振ることにより、より実際の圧電トランスに適合する等価回路を得ることができる。

【0014】そして、このようにして得た圧電トランスの等価回路を、この圧電トランスを組み入れた装置（例えば、電力変換装置）に適用することにより、装置全体を線形的な回路で構成することができるため、シミュレーション解析等が可能となり、よって装置の設計を容易に行なえるようになる。

【0015】すなわち、従来の圧電トランスの等価回路を基礎とする測定系では、圧電トランスを測定して得た

回路定数を最良な形で従来の等価回路を構成する各要素に割り振ることができないが、新たな圧電トランスの等価回路を測定系の基礎に置くことにより、そのような問題は解消され、より精度の高い圧電トランスの等価回路を得ることができる。

【0016】

【発明の実施の形態】以下、本発明について図面を参照して説明する。図1は、第1の圧電トランスとその測定系を示す図、図2ないし図4は図1の測定系における測定結果を示し、図2はアドミタンス特性の絶対値と位相の周波数特性図、図3は昇圧比と効率の周波数特性図、図4は動アドミタンスループを示す図である。

【0017】図1に示す圧電トランス1は、薄板状の圧電振動子2からなり、その表面には入力電極3a、3bおよび圧電振動子2の中央部に図示Y方向に伸びる出力電極3cがそれぞれ印刷されている。なお、圧電振動子2の裏面には、入力電極3a、3bと同様の入力電極3a'、3b'が印刷されている。入力電極3aと3a'に挟まれた左端部2aおよび入力電極3bと3b'に挟まれた右端部2bの誘電分極方向はともに図示Z1方向である。また、入力電極3aと出力電極3c間の左胴部2cの誘電分極方向は図示X1方向であり、入力電極3b部と出力電極3c間の右胴部2dの誘電分極方向は図示X2方向である。従って、入力電極3aと3a'に挟まれた左端部2aおよび入力電極3bと3b'に挟まれた左端部2bが圧電トランス1の1次側（入力側）に相当し、出力電極3cを挟んで左胴部2cと右胴部2dが圧電トランスの2次側（出力側）に相当する。

【0018】前記入力電極3a、3bと入力電極3a'、3b'の間には、交流駆動信号源Eが接続されており、この交流駆動信号源Eから所定の駆動電力が圧電振動子2に供給される。また前記出力電極3cと入力電極3a'、3b'との間には、負荷抵抗R1が接続されている。すなわち、入力電極3a'、3b'は共通アースに相当する。なお、前記負荷抵抗R1は、圧電振動子2の出力インピーダンスとマッチングさせた整合負荷である。

【0019】前記圧電振動子2は、X方向に所定の間隔で3箇所並設されたシリコンゴムなどからなる支持手段（図示せず）により、Z1方向およびZ2方向から弾性的に支持されている。すなわち、3次ローゼンタイプの圧電振動子である。

【0020】前記交流駆動信号源Eより長さ方向で決まる固有周波数の電圧を圧電振動子の左端部2aおよび右端部2bに加えると、電歪効果により、長さ方向への強い振動が発生する。それによって長さ方向に分極された左胴部2cおよび右胴部2dを介し、電歪効果により高い電圧が電極3cに発生する。

【0021】図2は、図1に示した圧電振動子2の入力側を、例えばデジタルパワーメーターなどの測定手段を

用いて共振周波数近傍における圧電振動子2のアドミタンス $|Y|$ (ms) (●印)と位相 ϕ (deg.) (△印)との測定結果であり、同図中符号f1はアドミタンス $|Y|$ の最大値 $|Y|_{\max}$ の周波数（以下、アドミタンス最大周波数という）、符号f2はアドミタンス $|Y|$ の最小値 $|Y|_{\min}$ の周波数（以下、アドミタンス最小周波数という）、および符号f3は位相 ϕ の最小値 ϕ_{\min} の周波数（以下、最小位相周波数という）をそれぞれ示している。図2に示すように、f1は94KHz、f2は100KHz、f3は97KHz程度であることがわかる。

【0022】次に、図3は圧電トランス（圧電振動子）1の1次側入力電圧 V_{in} に対する2次側出力電圧 V_{out} の比である昇圧比 $\xi (=V_{out}/V_{in})$ (△印)と、1次側入力電力 $P_{in} (=V_{in} \times I_{in} \cos \theta; \theta$ は V_{in} と I_{in} の位相差)に対する2次側入出力電力 $P_{out} (=V_{out}^2/R1)$ の比である効率 $\eta (=P_{out}/P_{in} \times 100)$ (●印)を共振周波数近傍で測定し、これをプロットしたものである。図3に示すように、昇圧比ピーク周波数 f_{ξ} は95KHzで昇圧比 ξ が13、効率ピーク周波数 f_{η} は97KHzで効率 η が97%程度であることがわかる。

【0023】また、図2および図3を見比べると、効率ピーク周波数 f_{η} と昇圧比ピーク周波数 f_{ξ} とが一致していないことがわかる。さらに、効率ピーク周波数 f_{η} と最小位相周波数 f_3 とはほぼ一致することを確認できる。

【0024】図4は、上記アドミタンス Y (ms)の実数部（コンダクタンス G (ms)）と虚数部（サセプタンス B (ms)）をそれぞれ横軸及び縦軸としてプロットしたものであり、この座標系では同図に示すような動アドミタンスループL1が形成される。同図において、符号f1、f2およびf3は、それぞれ上述のアドミタンス $|Y|$ 最大周波数、アドミタンス $|Y|$ 最小周波数、およびアドミタンス位相の最小値の周波数の位置をそれぞれ示している。また符号f_rは圧電トランスの共振周波数の位置を、符号f_aは反共振周波数の位置をそれぞれ示している。さらに、符号 f_{η} 及び f_{ξ} はそれぞれ効率ピーク周波数及び昇圧比ピーク周波数の位置を示している。また符号A1は零点 ($G=0, B=0$)とアドミタンス最大周波数f1およびアドミタンス最小周波数f2とを結ぶ直線、符号A2は零点と共振周波数f_rおよび反共振周波数f_aとを結ぶ直線であり、横軸（コンダクタンス G ）と各直線A1、A2とが作る角が位相 $\phi (= \tan^{-1} (B/G))$ を示している。そして、動アドミタンスループL1と接線A3とが作る角が位相 ϕ の最小値 ϕ_{\min} であり、このときの周波数が最小位相周波数f3である。

【0025】図4に示すように、共振周波数f_rと昇圧比ピーク周波数 f_{ξ} とがほぼ一致することがわかる。さ

らに効率ピーク周波数 f_{η} は、共振周波数 f_r と反共振周波数 f_a とはほぼ中間 $(f_r + f_a)/2$ に位置し、最小位相周波数 f_3 とはほぼ一致することを確認できる。

【0026】ここで、共振周波数及び反共振周波数を明らかにしておく。日本電子材料工業会標準規格EMAS-6100の規定によれば、共振周波数とは、振動子の等価回路における直列回路の共振周波数（直列共振周波数）を意味する場合と、振動子の電極間アドミタンス又はインピーダンスが零位相になる2つの周波数のうち、低い方の周波数を意味する場合とがあるが、本願にける共振周波数は前者の意味である。同じく反共振周波数とは、振動子の等価回路における並列回路の共振周波数（並列共振周波数）を意味する場合と、振動子の電極間アドミタンス又はインピーダンスが零位相になる2つの周波数のうち、高い方の周波数を意味する場合とがあるが、本願にける反共振周波数は前者の意味である。

【0027】次に、図5ないし図8に示す第2の圧電トランスについて説明する。図5は第2の圧電トランス10とその測定系を示す図、図6ないし図8は図5の測定系における測定結果を示し、図6はアドミタンスの絶対値と位相の周波数特性図、図7は昇圧比と効率の周波数特性図、図8は動アドミタンスループを示す図である。

【0028】図5に示すように、圧電トランス10を構成する圧電振動子12は、中央線を挟んで図示X1方向が1次側であり、図示X2方向が2次側である。1次側である左端部12aの誘電分極方向はZ1方向であり、右端部12bの誘電分極方向はX2方向である。そして、1次側左端部12aの両面には、入力電極13aおよび13a'が印刷されている。そして、この入力電極13aと入力電極13a'に交流駆動信号源Eが接続されている。また出力電極13cは、2次側右端部12bの端面に印刷されており、この出力電極13cと入力電極13a'との間に整合負荷R2が接続されている。

【0029】図5に示される圧電振動子12は、X方向の2箇所に並設された図示しない支持手段によりZ1およびZ2方向から弾性的に支持されており、いわゆる2次ローゼン系タイプの圧電振動子である。

【0030】前記交流駆動信号源Eより長さ方向で決まる固有周波数の電圧を圧電振動子12の1次側左端部12aに加えると、電歪効果により、長さ方向への強い振動が発生する。それによって長さ方向に分極された2次側の右端部12bを介し、電歪効果により高い電圧が電極13cに発生する。

【0031】図6に示すアドミタンスの絶対値と位相の周波数特性図では、●印がアドミタンス $|Y|$ を、△印が位相 ϕ を示している。図6では、アドミタンス最大周波数 f_1 が66KHz、アドミタンス最小周波数 f_2 が70KHz程度であり、最小位相周波数 f_3 が68KHz程度であることがわかる。

【0032】図7に示す昇圧比と効率の周波数特性図で

は、●印が効率 η を、△印が昇圧比 β を示している。図7を調べると、効率ピーク周波数 f_{η} が68.0KHz、昇圧ピーク周波数 f_{β} が67.8KHz程度であり、両者はほぼ同じ周波数であることを確認できる。また図6および図7から、効率ピーク周波数 f_{η} と最小位相周波数 f_3 とがほぼ同じ周波数であることを確認できる。

【0033】また、図8に示すように第2の圧電トランス10の動アドミタンスループL2は、上記図2に示した第1の圧電トランス1の動アドミタンスループL1に比べ小さな動アドミタンスループL2となっている。そして、図8において高率ピーク周波数 f_{η} は、共振周波数 f_r と反共振周波数 f_a との間のほぼ中間 $(f_r + f_a)/2$ に位置することを確認できる。

【0034】次に、第3の圧電トランスについて説明する。図9は、第3の圧電トランスとその測定系を示す図、図10ないし図12は図9の測定系における測定結果を示し、図10はアドミタンスと位相の周波数特性図、図11は昇圧比と効率の周波数特性図、図12は動アドミタンスループを示す図である。

【0035】図9に示す第3の圧電トランス20は、圧電振動子22全体が図示Z1方向に誘電分極されており、1次側となるX1方向の左端部22aの上下両面に入力電極23a、23a'が、2次側となるX2方向の右端部22bの上下両面に出力電極23b、23b'がそれぞれ印刷されている。1次側の入力電極23a、23a'間に交流駆動信号源Eが接続され、2次側の出力電極23b、23b'間に整合負荷R3が接続されている。

【0036】入力電極23a、23a'間に交流駆動信号源Eから所定の駆動信号が加えられると、圧電振動子22全体が一体としてZ1方向およびZ2方向に振動することから、板厚方向への圧電振動子22全体の膨張および収縮が繰り返される。なお、この第3の圧電トランスは、右端部（1次側）22aと出力電極23b（2次側）との誘電分極方向が同じであるため、昇圧比 β は $\beta=1$ である。

【0037】図10に示すアドミタンスと位相の周波数特性図では、●印が位相 ϕ を、△印がアドミタンス $|Y|$ を示しており、最小位相周波数 f_3 が66.5KHz、アドミタンス最大周波数 f_1 が65KHz、アドミタンス最小周波数 f_2 が68KHz程度であることがわかる。

【0038】一方、図11に示す昇圧比と効率の周波数特性図では、●印が効率 η を、△印が昇圧比 β を示しており、効率ピーク周波数 f_{η} は66.5KHz、昇圧比ピーク周波数 f_{β} が65.5KHz程度であることがわかる。

【0039】上記図10及び図11から、この第3の圧電トランスにおいても、効率ピーク周波数 f_{η} と最小位

相周波数 f_3 とが一致することを確認できる。そして、図12に示す動アドミタンスループL3では、効率ピーク周波数 f_η が、共振周波数 f_r と反共振周波数 f_a との間のほぼ中間周波数 $(f_r + f_a)/2$ に位置することを確認できる。

【0040】以上の第1ないし第3圧電トランス1、10及び20に関する測定結果から、圧電振動子の駆動周波数を共振周波数 f_r と反共振周波数 f_a との間の周波数帯域に設定することにより、より好ましくは圧電振動子の駆動周波数を共振周波数 f_r と反共振周波数 f_a との間の中間 $(f_r + f_a)/2$ に設定することにより、圧電トランスの効率 η をより向上させることができることがわかる。

【0041】また、駆動周波数を圧電振動子の共振周波数 f_r と反共振周波数 f_a との間の中間に設定するには、駆動周波数を圧電振動子のアドミタンス $|Y|$ の最小位相周波数 f_ϕ に設定すればよいことがわかる。

【0042】以下には、上述の測定結果を基とした圧電トランスを用いた電力変換装置についての説明をする。図13は、本発明における圧電トランスを用いた電力変換装置を示すブロック図である。図13に示すように、圧電トランスを用いた電力変換装置30は、圧電トランス（圧電振動子）31、発振手段32、電力調整手段33、駆動手段34、駆動周波数制御手段35および出力電流検出手段36などのブロックから構成されている。

【0043】圧電トランス31は、上述の図1又は図5若しくは図9に示した圧電振動子2又は12若しくは22が用いられている。圧電トランス31の1次側の入力端子31aは、駆動手段34の出力部34bと接続されている。また駆動手段34の出力部34cは、駆動周波数制御手段35の入力部35aに接続されており、その出力部35bは発振手段32の制御入力部32aに接続されている。駆動周波数制御手段35は、駆動手段34の出力部34bから出力される駆動信号の駆動周波数を監視し、駆動周波数が常に最小位相周波数 f_ϕ となるように、例えばPLL回路などから構成されている。したがって、発振手段32の駆動周波数は、圧電トランス31のアドミタンス最小位相周波数 f_ϕ に設定されている。

【0044】圧電トランス31の2次側の出力端子31bには、負荷Rが接続され、またこの負荷Rとアース（0ボルト基準）との間には、電流検出用抵抗 r_1 が接続されている。前記電流検出用抵抗 r_1 は低抵抗であり、圧電トランス31とグランドGND間に流れる電流、即ち負荷Rに流れる出力電流 I_{out} をこの電流検出用抵抗 r_1 の端子間電圧として出力する。そして、この電流検出用抵抗 r_1 の出力電圧 V_d は、出力電流検出手段36に入力される。なお、負荷Rに並列にシャント抵抗を設け、このシャント抵抗の電圧降下を出力電流検出手段36に入力するものであってもよい。

【0045】出力電流検出手段36では、所定の基準電圧と前記電流検出用抵抗の出力電圧 V_d との比較を行ない、例えば基準電圧よりも出力電圧 V_d が低い場合には、0（ボルト）を出力し、反対に出力電圧 V_d の方が基準電圧よりも高い場合には所定の電圧（例えば+10ボルト）を出力する。そして、このような出力電流検出手段36の出力は、電力調整手段33に入力されている。

【0046】前記電力調整手段33は、発振手段32と駆動手段34の間に設けられている。すなわち、発振手段32の駆動信号と出力電流検出手段36の出力とを入力とし、駆動信号に所定の処理を施して駆動手段34に出力するものである。ここで所定の処理とは、例えば出力電流検出手段36の出力に応じて前記駆動信号のデューティ比を変えるPWM制御などである。

【0047】以上のような圧電トランスを用いた電力変換装置30では、圧電トランス31の駆動周波数は、常に最小位相周波数 f_ϕ を追尾するため、常に高い効率 η で動作させることができる。

【0048】また、負荷Rに変動が生じた場合には、その負荷Rに流れる電流 I_{OUT} を出力電流検出用抵抗 r_1 によって変換された出力電圧 V_d を、出力電流検出手段36を介して電力調整手段33においてPWM制御し、駆動信号のデューティ比を変えて圧電トランスの2次側出力電力を調整することができる。よって、駆動周波数は最小位相周波数 f_ϕ に設定された状態に保持されるため、圧電トランス31を高効率状態に維持することができる。

【0049】以下では、上記圧電トランスの等価回路に関して説明する。図14は従来の圧電トランスの設計において想定されている第1の等価回路を示す並列誘電体損失モデル、図15は従来の圧電トランスの設計において想定されている第2の等価回路を示す直列誘電体損失モデル、図16は本発明において提案する圧電トランスの新たな等価回路を示す直並列誘電体損失モデル、図17は図16の等価回路を用いたシミュレーション解析による効率と昇圧比の計算結果、同様に図18はシミュレーション解析によるアドミタンスループの計算結果を示している。

【0050】従来より、圧電振動子の駆動回路を有する装置、例えば上記のような圧電トランスを用いた電力変換装置を設計する段階においては、圧電トランス自体を等価回路として表わし、この等価回路に所定の数値を当て嵌め、コンピュータのソフトウェアによるシミュレーション解析が試みられる。この場合、従来の圧電トランスの等価回路としては、例えば図14に示される並列誘電体損失モデルや図15に示される直列誘電体損失モデルなどが使用されている。

【0051】図14に示す並列誘電体損失モデルでは、誘電体損失 $1/\omega |C_{d1}| \tan \delta_1$ 及び $1/\omega |C_{d2}|$

$\tan \delta_2$ が各々入力側と出力側に並列に挿入されている。一方、図15に示す直列誘電体損失モデルでは、誘電体損失 $\delta_1' / \omega |C_{d1}|$ 及び $\delta_2' / \omega |C_{d2}|$ が各々入力側と出力側に直列に挿入されている。

【0052】上記並列誘電体損失モデル(図14)や直列誘電体損失モデル(図15)で示される等価回路を用いたシミュレート解析では、圧電トランスの効率ピーク周波数に関する実測値と一致しない。

【0053】そこで、本願発明者は、新たな等価回路を見出し、その等価回路を用いたシミュレーション解析を行なったので、その結果を以下に示す。図16に示す圧電トランスの等価回路(直並列誘電体損失モデル)は、回路の入力側(図示左端側)と出力側(右端側)がそれぞれ第1のトランス(入力側の電気/機械変換部)T₁および第2のトランス(出力側の機械/電気変換部)T₂で結合されている。そして、第1のトランスT₁の1次巻線側に誘電体損失 $\delta_1' / \omega |C_{d1}|$ が直列に挿入され、且つ誘電体損失 $1 / \omega |C_{d1}|$ が並列にそれぞれ挿入されている。また第2のトランスT₂の2次巻線側に誘電体損失 $\delta_2' / \omega |C_{d2}|$ が直列に、誘電体損失 $1 / \omega |C_{d2}|$ が並列にそれぞれ挿入されている。そして、第1のトランスT₁の2次巻線と第2のトランスT₂の1次巻線との間にインダクタm、キャパシタ1/sおよび抵抗r m'が挿入された回路で構成されている。

【0054】図17に示す効率と昇圧比の計算結果は、上記図3に示す効率と昇圧比の実測値に対応するものであり、同様に図18に示すアドミタンスループの計算結果が上記図4に示すアドミタンスループL₁に対応している。

【0055】図17に示すように、このシミュレーションの計算では、昇圧比 ξ は1.3、昇圧比ピーク周波数 f_ξ は9.5 KHz、効率 η は95%、効率ピーク周波数 f_η が9.6 KHz程度であることがわかり、これは上記図3で得られた測定値($\xi=1.3$, $f_\xi=9.5$ KHz, $\eta=97\%$, $f_\eta=9.7$ KHz)にほぼ一致することがわかる。

【0056】一方、図18と図4とを見比べると、図18に示すアドミタンスループL_sが上記図4に示すアドミタンスループL₁にほぼ一致することを確認できる。なお、このシミュレーション解析においては、誘電体損失抵抗を除く等価回路定数を図1に示した圧電振動子2の測定より得た値を採用している。すなわち、この解析における圧電振動子の共振周波数 f_r は昇圧比ピーク周波数 f_ξ に一致している。

【0057】したがって、図18に示すアドミタンスループL_sでは、効率ピーク周波数 f_η が、共振周波数 f_r (=昇圧比ピーク周波数 f_ξ)と反共振周波数 f_a とのほぼ中間($(f_r + f_a) / 2$)に位置し、しかも最低位相周波数 f_3 に一致することを確認でき、これは上記図

4と同じ結果である。

【0058】以上の結果から、図16に示す回路が、より現実に適合した圧電トランスの等価回路であることがわかる。したがって、例えば電源装置またはインバータなどの電力変換装置を設計する際、圧電トランスの部分にこの等価回路を当て嵌めることにより、より実際に合う設計が可能となり、高効率な電力変換装置とすることができる。

【0059】また、圧電トランスの等価回路の各定数を測定する場合において、図16に示す等価回路(直並列誘電体損失モデル)を基礎に各回路定数を測定することにより、より現実に適合する圧電トランスの等価回路を得ることができる。

【0060】なお、上記実施の形態では、電力変換装置を説明したが、本発明では図13に示される負荷Rを、例えば超音波洗浄装置、アクチュエータ、超音波モータ、圧電フィルタなどとすれば、これらをより高効率で駆動することができる。

【0061】

【発明の効果】以上詳述した本発明によれば、共振周波数と反共振周波数の間に圧電トランスの駆動周波数を設定することにより、より好ましくは共振周波数と反共振周波数との中間周波数に設定することにより、圧電トランスを用いた電力変換装置の電力変換効率を最大とすることができる。また、上記新たな圧電トランスの等価回路を基礎とすることにより、より実際の圧電トランスに適合する等価回路を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】圧電トランスに使用される第1の圧電振動子とその測定系を示す図、

【図2】図1に示す圧電トランスのアドミタンスと位相の周波数特性図、

【図3】図1に示す圧電トランスの昇圧比と効率の周波数特性図、

【図4】図1に示す圧電トランスの動アドミタンスループを示す図、

【図5】第2の圧電振動子とその測定系を示す図、

【図6】図5に示す圧電トランスのアドミタンスと位相の周波数特性図、

【図7】図5に示す圧電トランスの昇圧比と効率の周波数特性図、

【図8】図5に示す圧電トランスの動アドミタンスループを示す図、

【図9】第3の圧電振動子とその測定系を示す図、

【図10】図9に示す圧電トランスのアドミタンスと位相の周波数特性図、

【図11】図9に示す圧電トランスの昇圧比と効率の周波数特性図、

【図12】図9に示す圧電トランスの動アドミタンスループを示す図、

【図13】本発明における圧電トランスを用いた電力変換装置を示すブロック図、

【図14】従来の圧電トランスの第1の等価回路を示す並列誘電体損失モデル、

【図15】従来の圧電トランスの第2の等価回路を示す直列誘電体損失モデル、

【図16】新たな圧電トランスの等価回路を示す直並列誘電体損失モデル、

【図17】シミュレーション解析による効率と昇圧比の計算結果、

【図18】シミュレーション解析によるアドミタンスループの計算結果

【符号の説明】

1, 10, 20, 31 圧電トランス

30 圧電トランスを用いた電力変換装置

32 発振手段

33 電力調整手段

34 駆動手段

35 駆動周波数制御手段

36 出力電流検出手段

f1 アドミタンス最大周波数

f2 アドミタンス最小周波数

f3 最小位相周波数

f η 効率ピーク周波数

f ξ 昇圧比ピーク周波数

f α 反共振周波数

10 f r 共振周波数

r1 電流検出用抵抗

R1, R2, R3 負荷

|Y| アドミタンス

L1, L2, L3, L s アドミタンスループ

ϕ 位相

η 効率

ξ 昇圧比

【図1】

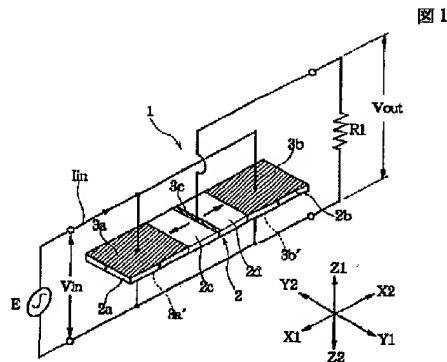


図1

【図2】

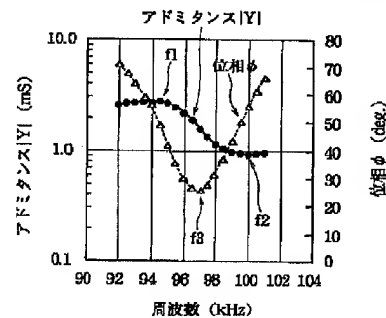


図2

【図3】

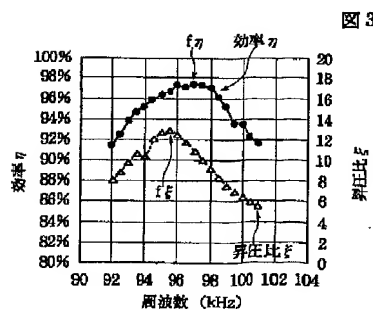


図3

【図4】

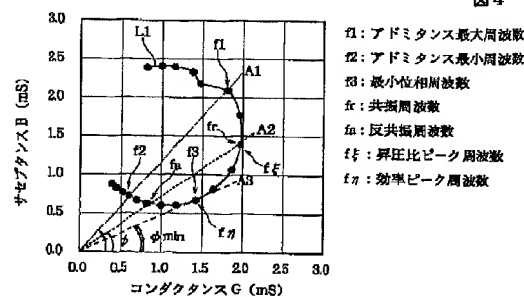


図4

f1: アドミタンス最大周波数
f2: アドミタンス最小周波数
f3: 最小位相周波数
f r : 共振周波数
f α : 反共振周波数
f ξ : 昇圧比ピーク周波数
f η : 効率ピーク周波数

【図5】

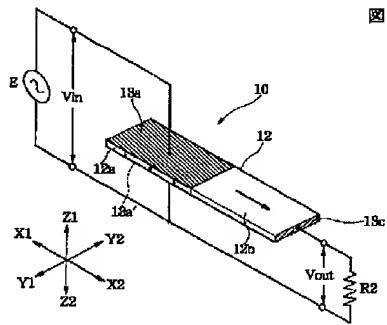


図5

【図6】

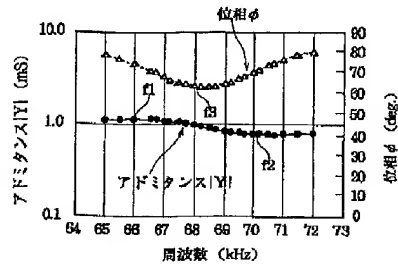


図6

【図7】

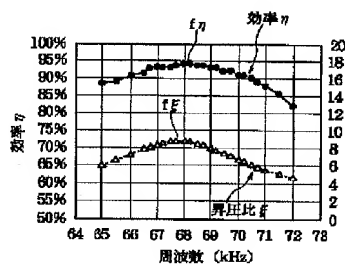


図7

【図8】

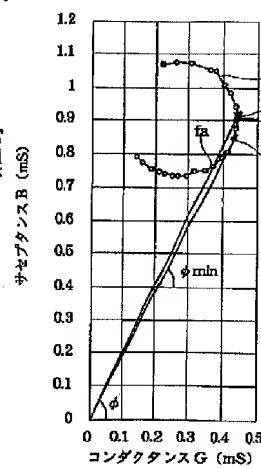


図8

【図12】

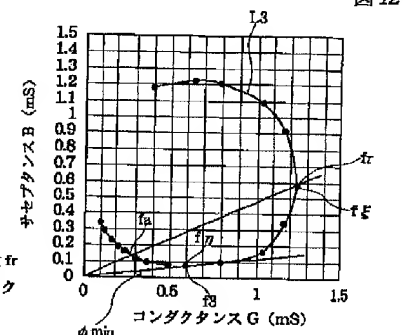


図12

【図9】

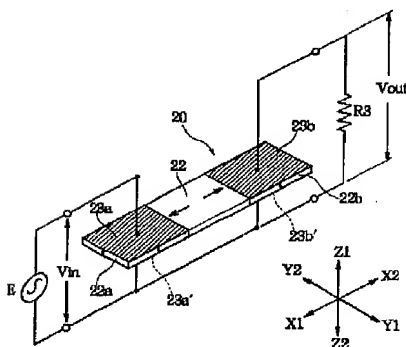


図9

【図10】

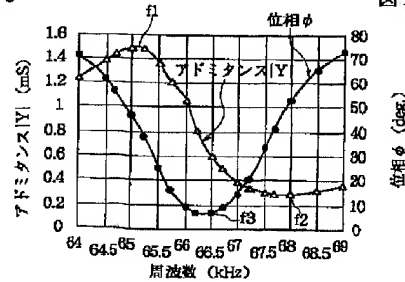
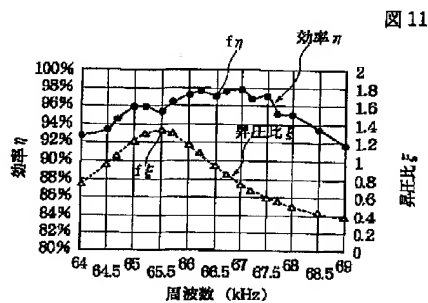
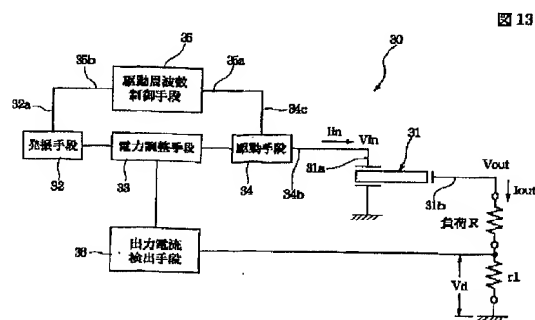


図10

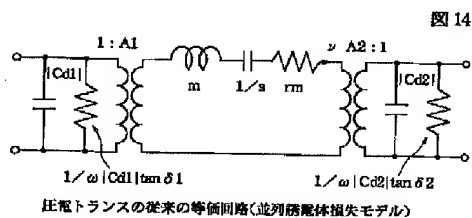
【☒ 1 1】



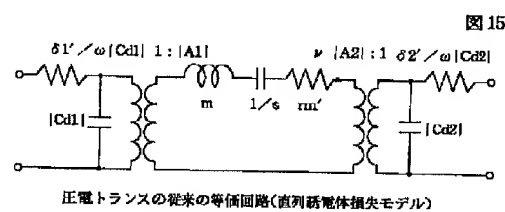
【图 13】



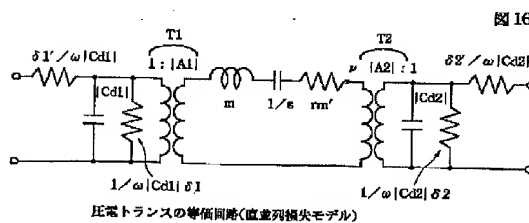
【図 14】



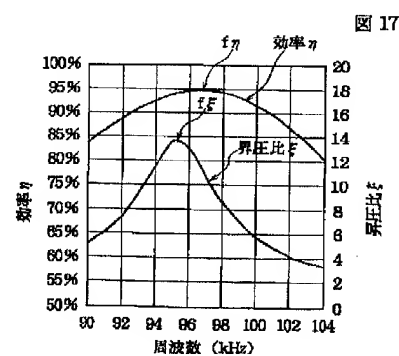
【图 15】



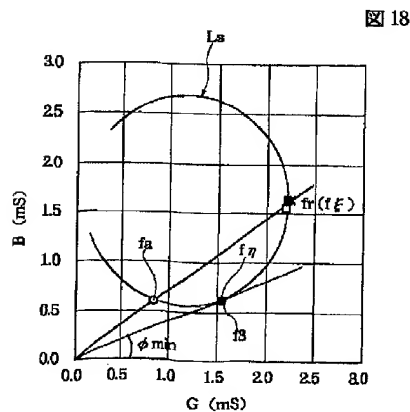
【图 16】



【図 17】



【图 18】



(1 1)

特開 2 0 0 0 - 2 1 6 4 5 0

フロントページの続き

(72)発明者 櫻井 勝利
東京都大田区雪谷大塚町1番7号 アルプ
ス電気株式会社内

(72)発明者 富川 義朗
山形県米沢市林泉寺2丁目2番地3-1号